

BEST AVAILABLE COPY**PATENT ABSTRACTS OF JAPAN**

(11)Publication number : 06-351229

(43)Date of publication of application : 22.12.1994

(51)Int.CI.

H02M 3/07

(21)Application number : 05-137916

(71)Applicant : SONY CORP

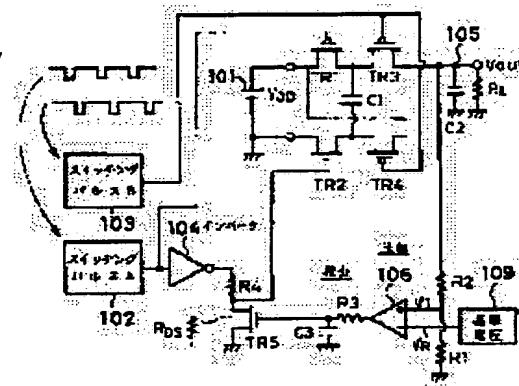
(22)Date of filing : 08.06.1993

(72)Inventor : SATO YASUSHI

(54) CHARGE PUMP TYPE BOOSTER CIRCUIT HAVING OUTPUT VOLTAGE STABILIZING FUNCTION**(57)Abstract:**

PURPOSE: To stabilize the output voltage while enhancing the efficiency in voltage regulation by comparing the output from a booster circuit with a reference voltage and varying the ON resistance on one switching transistor depending on an error signal thereby controlling the charging operation.

CONSTITUTION: A boosted voltage V_{out} appearing at the output terminal 105 of a booster circuit is divided by means of resistors R1, R2. A divided voltage V_1 is applied to the positive input of a comparator 106 and compared with a reference voltage VR from a reference voltage supply 109. When the voltage V_1 is higher than the reference voltage, the comparator 106 outputs a positive error signal to increase the gate bias of a transistor TR5 thus decreasing the drain/source resistance R_{DS} . Consequently, the gate voltage of a transistor TR2 lowers to decrease the ON resistance thus lowering the output voltage V_{out} . When the voltage V_1 drops below the reference voltage, the comparator 106 delivers a negative error signal to lower the gate bias of the TR5 and increase the resistance R_{DS} thus increasing the output voltage V_{out} . This constitution realizes highly efficient stabilization and regulation of output voltage.

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision]

[of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平6-351229

(43) 公開日 平成6年(1994)12月22日

(51) Int.Cl.⁵

H 02 M 3/07

識別記号

府内整理番号

8726-5H

F I

技術表示箇所

(21) 出願番号

特願平5-137916

(22) 出願日

平成5年(1993)6月8日

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 8 頁)

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 佐藤 泰史

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ

一株式会社内

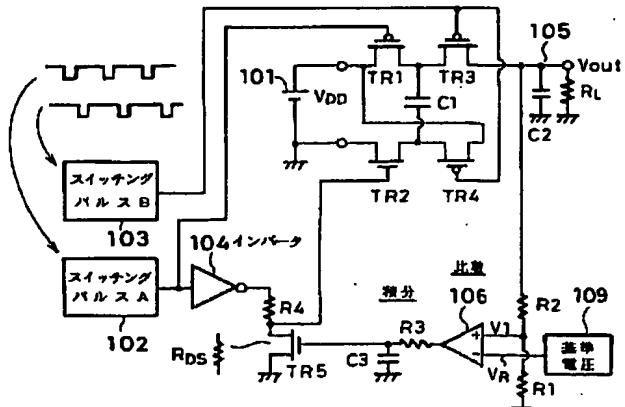
(74) 代理人 弁理士 松隈 秀盛

(54) 【発明の名称】 出力電圧安定化機能付チャージポンプ式昇圧回路

(57) 【要約】

【目的】 無効消費電力が無く安定した出力が取り出せるチャージポンプ式昇圧回路を提供すること。

【構成】 チャージポンプ回路のコンデンサC1の充電回路を形成するスイッチングトランジスタTR2に出力側から負期間をかけて出力電圧を調整するような回路構成にする。



1

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 外部電源によって充電される第 1 のコンデンサと、

該第 1 のコンデンサを外部電源に並列に接続して充電回路を形成する第 1 及び第 2 のスイッチングトランジスタと、

前記外部電源と第 1 コンデンサを直列に接続して昇圧電圧を供給する回路を形成する第 3 及び第 4 のスイッチングトランジスタと、

前記昇圧電圧を保持する第 2 のコンデンサと、

前記第 1 と第 2 及び第 3 と第 4 のスイッチングトランジスタに夫々スイッチングパルスを供給する第 1 及び第 2 のパルス発生回路とを備えた昇圧回路であって、

該昇圧回路の出力を基準電圧と比較し、その誤差信号で充電回路を形成するスイッチングトランジスタの少なくとも一方の導通時の抵抗値を変えて前記第 1 コンデンサの充電を制御するようにしたことを特徴とするチャージポンプ式昇圧回路。

【請求項 2】 外部電源によって充電される第 1 のコンデンサと、

該第 1 のコンデンサを外部電源に並列に接続して充電回路を形成する第 1 及び第 2 のスイッチングトランジスタと、

前記外部電源と第 1 コンデンサを直列に接続して昇圧電圧を供給する回路を形成する第 3 及び第 4 のスイッチングトランジスタと、

前記昇圧電圧を保持する第 2 のコンデンサと、

前記第 1 と第 2 及び第 3 と第 4 のスイッチングトランジスタに夫々スイッチングパルスを供給する第 1 及び第 2 のパルス発生回路とを備えた昇圧回路であって、

該昇圧回路の出力電圧を基準電圧と比較し、その誤差信号で充電回路を形成するスイッチングトランジスタの少なくとも一方を非導通にして前記第 1 コンデンサの充電を制御するようにしたことを特徴とするチャージポンプ式昇圧回路。

【請求項 3】 外部電源によって充電される第 1 のコンデンサと、

該第 1 のコンデンサを外部電源に並列に接続して充電回路を形成する第 1 及び第 2 のスイッチングトランジスタと、

前記外部電源と第 1 コンデンサを直列に接続して昇圧電圧を供給する回路を形成する第 3 及び第 4 のスイッチングトランジスタと、

前記昇圧電圧を蓄積する第 2 のコンデンサと、

前記第 1 と第 2 及び第 3 と第 4 のスイッチングトランジスタに夫々スイッチングパルスを供給する第 1 及び第 2 のパルス発生回路とを備えた昇圧回路であって、

該昇圧回路の出力電圧を基準電圧と比較し、その誤差信号で充電回路を形成するスイッチングトランジスタの少なくとも一方の導通時間を制御して前記第 1 コンデンサ

2

の充電を制御するようにしたことを特徴とするチャージポンプ式昇圧回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、一般に電源電圧昇圧回路に関し、特にチャージポンプ式昇圧回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 図 4 を参照して従来のチャージポンプ式昇圧回路について説明する。

【0003】 ここに示した回路は、外部から与えられた電源電圧を 2 倍に昇圧する回路と、その出力に接続された電圧安定化回路である。

【0004】 図において、401 は電源、C1 は 1 次側コンデンサ、C2 は二次側コンデンサ、TR1～TR4 はスイッチングトランジスタである。

【0005】 TR1 と TR2 は電源 401 をコンデンサ C1 に並列に接続して、同コンデンサ C1 を電源電圧 VDD まで充電する充電回路開閉用スイッチングトランジスタであり、TR3 と TR4 は電源 401 とコンデンサ C2 の直列接続回路をコンデンサ C2 に並列に接続して、コンデンサ C2 を電源電圧の 2 倍の電圧に充電する回路を開閉するスイッチングトランジスタである。

【0006】 ランジスタ TR2 は N チャンネル電界効果トランジスタで成り、TR1, TR3, TR4 は P チャンネル電界効果トランジスタで成る。

【0007】 このため、スイッチングパルス A を反転するインバータ 404 が設けられている。402 は TR1 及び TR2 へ供給するスイッチングパルス A を発生するパルス発生器、403 は TR3 及び TR4 へ供給するスイッチングパルス B を発生するパルス発生器である。

【0008】 以上の回路により、チャージポンプ式昇圧回路を構成している。

【0009】 このチャージポンプ式昇圧回路の出力側には、電圧安定化回路が接続されており、チャージポンプ式昇圧回路で昇圧された電圧を安定化して取り出すようになっている。

【0010】 図の回路においては、チャージポンプ式昇圧回路の出力は演算増幅器（オペアンプ）406 の電源端子に接続されており、このオペアンプの正入力端子には基準電圧源 409 が接続され、出力端子は抵抗器 R1, R2 の直列接続を介して接地されている。また負入力端子は抵抗器 R1 と R2 の接続点に接続されている。

【0011】 次にこの回路の動作を簡単に説明する。まず、スイッチングパルス発生器 402 から供給されるパルス A によって、トランジスタ TR1 及び TR2 がオンとなってコンデンサ C1 は電源電圧 VDD まで充電される。

【0012】 次いで、スイッチングパルス発生器 403 からのパルス B によってトランジスタ TR3 及び TR4 がオンとなって、電源 401 ～トランジスタ TR4 ～コ

50

ンデンサ C 1 - トランジスタ TR 3 - コンデンサ C 2 の回路によって、電源電圧 V_{DD} と先にコンデンサ C 1 に充電された電荷による電圧 V_{DD} が加算された電圧 2 V_{DD} がコンデンサ C 2 に印加され、同コンデンサ C 2 は 2 V_{DD} の電位まで充電される。

【0013】この結果、チャージポンプ式昇圧回路の出力 405 には電源電圧の 2 倍の電圧が出力される。

【0014】このチャージポンプ式昇圧回路の出力はオペアンプ 406 の電源端子に印加されている。他方、オペアンプ 406 の正入力端子には基準電圧現 409 から基準電圧 V_R が印加されており、負入力端子は抵抗器 R 1 と R 2 の接続点に接続されているので、抵抗器 R 1 の両端間の電圧は V_R である。

【0015】従って、抵抗 R 1 と R 2 の直列接続回路に流れる電流の関係から $V_{out} / (R_1 + R_2) = V_R / R_1$ が成立し、 $V_{out} / V_R \times (R_1 + R_2) / R_1$ となるから、出力電圧 V_{out} を基準電圧 V_R によって決まる安定した値に設定することができる。但し $V_{out} < 2 V_{DD}$ である。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】従来のチャージポンプ式昇圧回路の欠点としては、図 4 を参照して上述したことから解かるとおり、外部から与える電源電圧 V_{DD} を加（減）算した電圧、及びその整数倍の電圧しか発生できないという欠点がある。

【0017】また、昇圧回路から取り出す出力電流値が変わると出力電圧が変動するので、必要な電圧を安定に取り出すためには図 4 に示す如く、別途安定化回路を設けることが必要となる。

【0018】ところが、この安定化回路を付けることによって無効電力が増大する。即ち、図 4 の回路において、負荷 R_L に流れる電流を I_L、チャージポンプ回路の出力電圧を V_{chg}、出力設定電圧を V_{out} とすると、無効消費電力 W_i は、

$$W_i = (V_{chg} - V_{out}) \times I_L$$

となるので、負荷電流が大きいほど、また、出力設定電圧とチャージポンプ出力電圧との差が大きいほどこの無効消費電力 W_i が大きくなる。

【0019】本発明は、上述の従来の回路の欠点を克服し、出力電圧の安定化と調整を効率良く行なうことができるチャージポンプ式昇圧回路を提供することを目的とする。

【0020】

【課題を解決するための手段】本発明のチャージポンプ式昇圧回路は、図 1 に示す如く外部電源 101 によって充電される第 1 のコンデンサ C 1 と、該第 1 のコンデンサ C 1 を外部電源 101 に並列に接続して充電回路を形成する第 1 及び第 2 のスイッチングトランジスタ TR 1, TR 2 と、前記外部電源 101 と第 1 コンデンサ C 1 を直列に接続して昇圧電圧を供給する回路を形成する

第 3 及び第 4 のスイッチングトランジスタ TR 3, TR 4 と、前記昇圧電圧を保持する第 2 のコンデンサ C 2 と、前記第 1 と第 2 のスイッチングトランジスタ TR 1, TR 2 及び前記第 3 と第 4 のスイッチングトランジスタ TR 3, TR 4 に夫々スイッチングパルスを供給する第 1 及び第 2 のパルス発生回路 102, 103 とを備えた昇圧回路であって、該昇圧回路の出力 V_{out} を抵抗 R 1, R 2 で分割した電圧 V₁ を基準電圧 V_R と比較し、その誤差信号でコンデンサ C 1 の充電回路を形成するスイッチングトランジスタ TR 1, TR 2 の中の少なくとも一方について、(a) その導通時の抵抗値を変えて充電回路に流れる電流を制御するか、(b) 非導通にしてコンデンサ C 1 に補給される電荷を制御するか、(c) 導通時間を制御してコンデンサ C 1 に蓄積される電荷の量を制御するようとする。

【0021】

【作用】本願発明のチャージポンプ式昇圧回路は、上述の構成により、後段に電圧安定化回路を設ける必要がないので、無効電力が無い。また、出力電圧 V_{out} の値は、基準電圧 V_R に一致させるように制御するので、出力電圧を連続的に可変することができる。

【0022】

【実施例】図 1～3 を参照して、本発明の実施例の説明をする。図において、同様な部分には同様な信号を付けてあり、詳しい説明は省略する。

【0023】図 1 の回路において、トランジスタ TR 1～TR 4 のオン・オフによってコンデンサ C 1 に電荷を蓄積し、コンデンサ C 2 に電源電圧 V_{DD} の 2 倍の電圧を出力するという基本動作は図 4 を参照して前述した従来回路と同じである。

【0024】図 1 の回路の特徴は、トランジスタ TR 2 の導通時の内部抵抗の値を制御するようになっている点である。

【0025】即ち、1 次側コンデンサ C 1 への充電スイッチの 1 つであるトランジスタ TR 2 に加えるゲートパルスの振幅を制御することによってトランジスタ TR 2 がオンの時の内部抵抗を調整するようになったものである。

【0026】この結果 1 次側コンデンサ C 1 への充電量が調整され、チャージポンプ出力電圧 V_{out} を調整できる。

【0027】下記にこの様子をもう少し詳しく説明する。図示の如く、チャージポンプ式昇圧回路の出力 105 は抵抗器 R 1 及び R 2 の直列接続回路を介して接地されており、抵抗器 R 1 と R 2 の接続点が比較器 106 の正入力端子に接続されており、該比較器の負入力端子には基準電圧源 109 が接続されている。

【0028】比較器 106 の出力端子は抵抗 R 3 とコンデンサ C 3 から成る積分器に接続され、積分器の出力端子は電解効果トランジスタ TR 5 のゲートに接続されて

いる。

【0029】この電解効果トランジスタTR5のドレインは抵抗器R4の一端に接続し、ソースは接地されている。抵抗器R4の他端はインバータ104の出力端子に接続されている。

【0030】抵抗器R4とトランジスタTR5の接続点はトランジスタTR2のゲートに接続されている。

【0031】抵抗器R1, R2、基準電圧源109、抵抗器106、積分器(R3, C3)、トランジスタTR5は一種の負帰還回路を形成し、出力電圧の調整に役立っている。

【0032】次にこの回路の動作について説明する。図4を参照して従来の昇圧回路について説明したと同様の動作によって、今、出力端105に昇圧された電圧Voutが出力されたとする。

【0033】この電圧Voutは抵抗R1とR2で分割され、その分割された電圧V1が比較器106の正入力に印加される。比較器106は、この電圧V1を基準電圧源109からの基準電圧VRと比較し、出力電圧を抵抗分割した電圧V1が基準電圧VRからはずれていれば、その誤差電圧を積分回路(コンデンサC3と抵抗器R3で成る)へ供給し、そこでこの誤差電圧を積分し、その積分出力によってトランジスタTR5のゲート電圧を制御する。

【0034】電圧V1が基準よりも高い場合は、比較器106から正の誤差信号が出て、トランジスタTR5のゲートバイアスが高くなつて、ドレイン・ソース間抵抗RDSが小さくなるのでトランジスタTR2のゲート電圧は低くなり、同トランジスタTR2のオン時の抵抗が大きくなり、従つて充電回路に流れる電流が減るのでコンデンサC1に充電される電荷が減つて出力電圧Voutは下がる。

【0035】逆に、出力電圧VoutをR1とR2で抵抗分割した電圧V1が低下すると、比較器106から負の誤差信号が出て、トランジスタTR5のゲートバイアスが低くなり、そのドレイン・ソース間抵抗RDSが大きくなるので、トランジスタTR2のゲート電圧は高くなり、同トランジスタTR2のオン時の抵抗が小さくなり、従つて充電回路に流れる電流が増すのでコンデンサC1に充電される電荷が増して出力電圧Voutが上がる。

【0036】上述の動作により出力電圧Voutが高いときは、これを低くし、低いときはこれを高くするようにフィードバックが働いて、予め設定された電圧値と一致した出力電圧が得られる。このとき、出力電圧Voutは、

$$V_{out} = V_R \times (R_1 + R_2) / R_1 \quad (V_{DD} < V_{out} < 2V_{DD})$$
である。

【0037】次に、図2を参照して本願発明の第2実施

例の説明をする。

【0038】この回路の特徴は、出力電圧Voutが所定の電圧よりも高くなつたときコンデンサC1の充電回路のトランジスタTR2を不導通として一時充電を停止することにより出力電圧Voutを下げようと云う考えに基いていることである。

【0039】図2から明らかなどおり、出力端205から比較器206までの回路は図1の回路と略同じであるが、比較器206は出力電圧Voutを抵抗R1とR2で分割した電圧V1と基準電圧VRとの大小関係を比較する比較器で、その出力には、V1 > VRならばハイレベルH、V1 < VR又はV1 = VRならばローレベルLを出力する比較器である。

【0040】比較器206の出力はOR(論理和)回路210, 211のー入力にそれぞれ印加される。OR回路の他の入力にはそれぞれパルス発生器202, 203の出力が印加されている。従つてOR回路210, 211の出力は、それぞれトランジスタTR1, TR2、トランジスタTR3, TR4のゲートを制御する制御パルスを出すが、比較器206の出力がハイレベルHの時はスイッチングパルス発生器202, 203からのパルスにかかわらずハイレベルHとなるのでスイッチングトランジスタTR1～TR4はオフ状態になる。

【0041】次に図2の回路の動作について説明すると、前述と同様、比較器206によって出力電圧Voutを抵抗R1, R2で分割した電圧V1と基準電圧VRが比較され、もしV1がVRより大きければ比較器206の出力はハイレベルになる。

【0042】このハイレベル信号はOR回路210を通つてインバータ204でローレベルになってトランジスタTR2のゲートに印加される。トランジスタTR2はゲート電圧がローレベルのときは導通しないのでコンデンサC1に充電するための回路が形成されない。コンデンサC1は充電が一時停止したことにより両端間の電位が下がる。

【0043】次に、スイッチングパルス発生器203からローレベルのパルスBが供給されると、トランジスタTR3とTR4がオン(導通)してコンデンサC1に充電された電荷をコンデンサC2に転送するが、このときC1の電位は低下しているので出力電圧を低下させる。

【0044】このように、コンデンサC1に供給する電荷を調整することにより、出力電圧Voutを所定電圧に保つことができる。

【0045】次に図3を参照して、本発明の第3実施例の説明をする。本実施例の回路の特徴は、スイッチングトランジスタTR1～TR4の導通時間を制御することによりコンデンサC1に充電する電荷を調整して出力電圧を一定にすることである。

【0046】図3(a)の回路構成について説明すると、出力端305から積分器(R3, C3)の出力まで

は図1の回路と同じである。本実施例の回路ではスイッチングパルス発生器102, 103に代えて、三角波発生器312が設けられている。三角波発生回路312で発生した三角波Aは、一方において、バッファ回路313で整形してデューティ50%の方形波Cを作り、これをトランジスタTR3及びTR4のゲートに印加している。

【0047】他方、上記三角波Aは抵抗R5を通してインバータ314の入力に印加される。抵抗R5とインバータ314の入力端子との接続点は定電流源315を介してアースに接続されている。

【0048】従って、上記三角波Aは上記定電流源315によってレベルシフトした後、インバータ314で方形波Bに整形される。この方形波のデューティは上記定電流源315による三角波Aのレベルシフトによって変えられる。

【0049】方形波信号BはトランジスタTR1のゲートに印加される。また方形波信号Bは、インバータ304で反転されて方形波信号Dを形成し、この信号がトランジスタTR2のゲートに印加される。

【0050】図3の回路の動作を簡単に説明すると、出力電圧 V_{out} を抵抗R1とR2で分割した電圧V1が基準電圧VRよりも高くなると比較器306から正の誤差信号が出て、それが積分回路(R3, C3)で積分されて定電流回路315に印加される。

【0051】これによって、三角波Aはレベルシフトを受けて方形波Bのローレベル期間の幅が狭くなる。従って、電源301からトランジスタTR1を介してコンデンサC1に充電される電荷が減少する。

【0052】このことは、コンデンサC1の両端にかかる電圧が低くなったことを意味し、出力端305の電圧が低下する。

【0053】逆に、出力電圧 V_{out} を抵抗R1とR2で分割した電圧V1が基準電圧VRよりも低くなると、比較器306から負の出力が出て、定電流回路315により三角波Aの直流レベルを下げ、方形波Bのローレベル期間の幅を広くし、トランジスタTR1, TR2であるゲートを開く期間を長くして、コンデンサC1に充電される電荷を増やす。

【0054】この結果、C1の両端間の電圧が高くなり、出力電圧が高くなる。

【0055】上述のとおり、出力電圧が高くなると、こ

れを低くするようにフィードバックがかかり、出力電圧が低くなると、これを高めるようにフィードバックがかかって出力電圧が高くなり、最終的に基準電圧によって決まる所定電圧に落ち着く。

【0056】以上、本発明について、実施例を示して説明してきたが、上述の説明から明らかなるおり、本発明によれば、電圧安定化回路を特に設ける必要はなく、昇圧回路に出力安定化機能を持たせてあるので無効電力がない。

【0057】また、出力電圧は基準電圧を変えることによって設定できるので、外部から与えられる電源電圧の整数倍といったような制限はなく、自由に設定できる。

【0058】

【発明の効果】本願発明によれば、チャージポンプ式昇圧回路の出力電圧の安定化のために特に安定化回路を設ける必要がなく、従って、そこで生じる無効電力も無い。出力電圧は、基準電圧に合わせて可変にできるので、基準電圧を連続的に変えられるようにしておけば、出力電圧も任意の値にすることができる。また外部クロックに同期してチャージポンプを動作させる際、本発明の一例においては、スイッチングトランジスタのゲートパルスの振幅を制御することで、出力電圧を安定化するようにしたことにより、外部クロックの変化点以外でのスイッチングノイズを発生しない。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の出力安定化機能付チャージポンプ式昇圧回路の一例を示す回路図である。

【図2】本発明の出力安定化機能付チャージポンプ式昇圧回路の他の例を示す回路図である。

【図3】PWM(パルス幅変調)を用いた本発明の出力電圧安定化機能付チャージポンプ式昇圧回路の他の例を示す回路図である。

【図4】従来のチャージポンプ式昇圧回路と出力電圧安定化回路を示す回路図である。

【符号の説明】

TR1, TR2 充電回路スイッチングトランジスタ

TR3, TR4 転送回路スイッチングトランジスタ

C1, C2 充放電コンデンサ

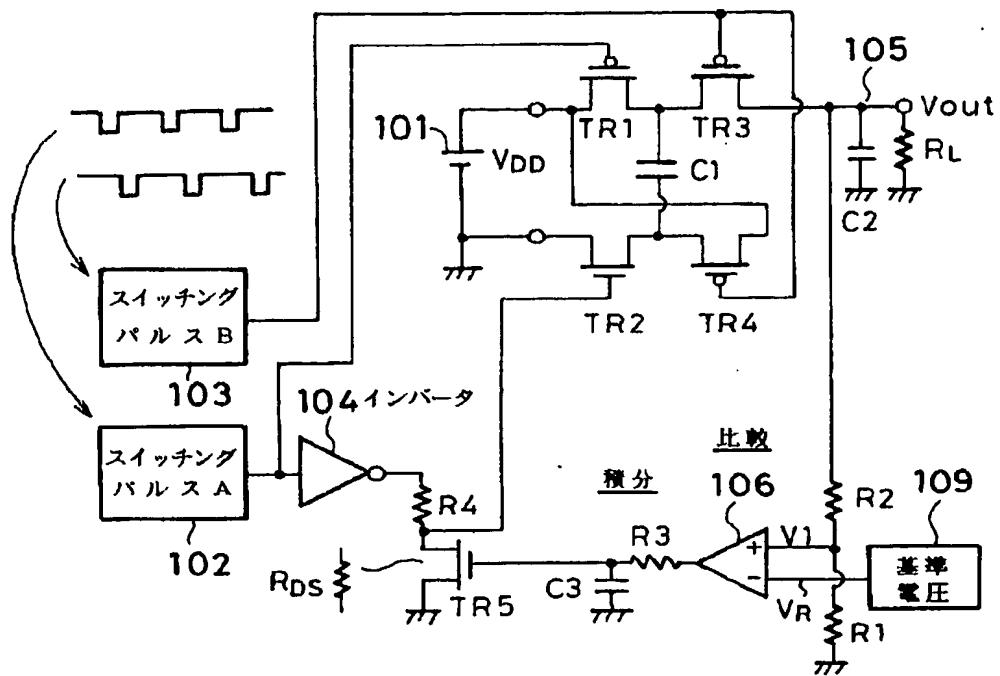
101 外部電源

102, 103 スイッチングパルス発生器

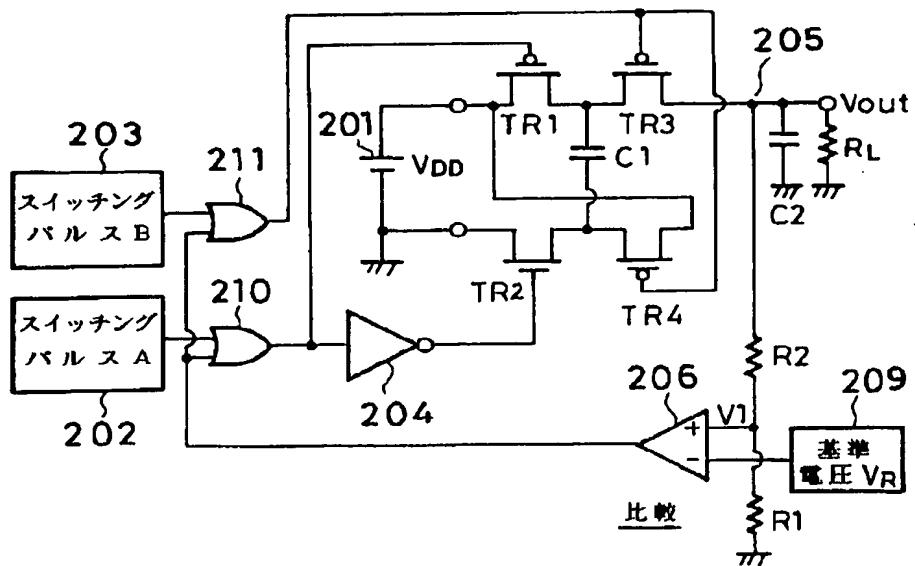
106 比較器

109 基準電圧源

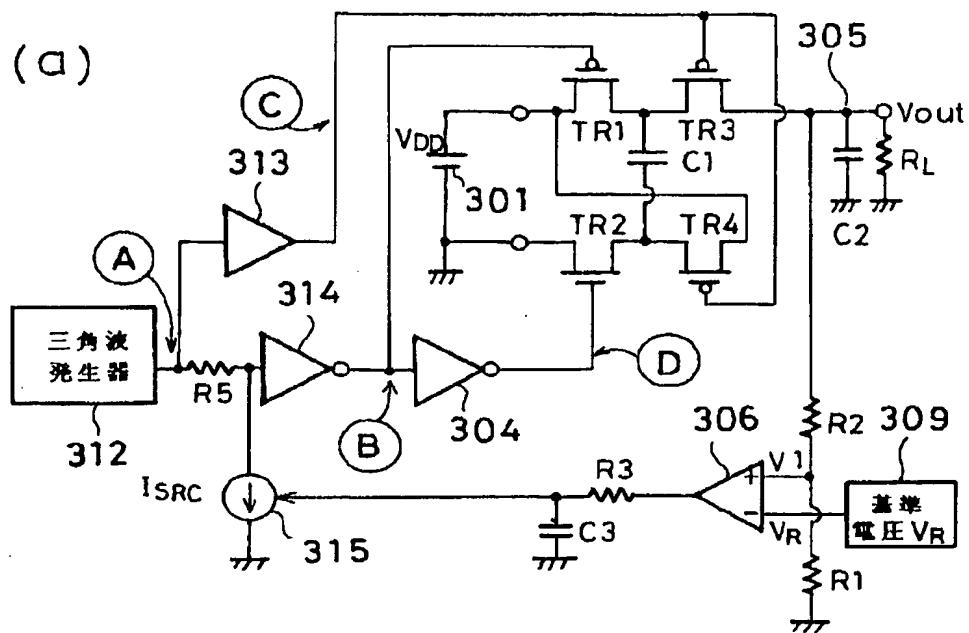
【図 1】



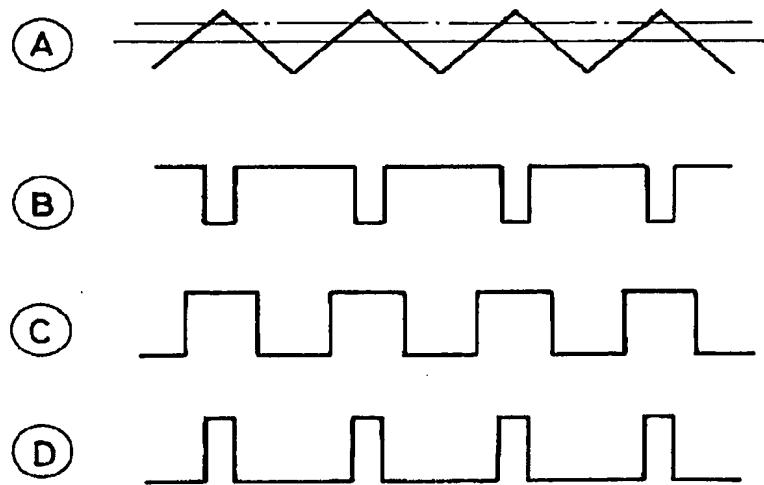
【図 2】



【図3】



(b)



【図4】

